

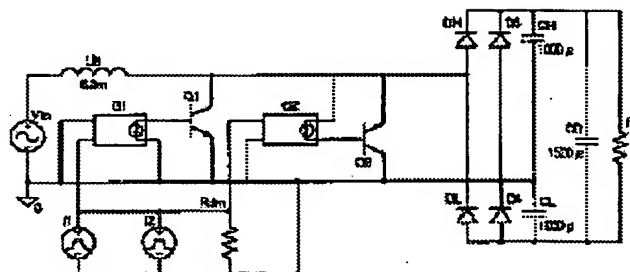
DC POWER DEVICE AND AIR CONDITIONER USING DC POWER DEVICE THEREOF

Patent number: JP9266674
 Publication date: 1997-10-07
 Inventor: UESUGI NAOYOSHI
 Applicant: TOSHIBA CORP
 Classification:
 - international: H02M7/21; H02M1/08; H02M7/06; H02P7/63
 - european:
 Application number: JP19960074675 19960328
 Priority number(s):

Abstract of JP9266674

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a DC power device capable of attaining the reduction of higher harmonic components and an improvement in a power factor as the scaling-up of a device containing a reactor, etc., is left as it is inhibited and an air conditioner using the DC power device.

SOLUTION: In a DC power device, a reactor L_{in} and rectifier circuits (DH, DL, D3, D4) are connected in series with an AC power V_{in} , voltage obtained by rectification is applied to a capacitor circuit consisting of one or a plurality of capacitors CH, CL, and charges charged to the capacitor circuit are discharged to a smoothing capacitor CD and DC voltage is acquired. Forced conductive circuits Q1, Q2 connected to an AC power in series with the reactor are mounted at the time, the forced conductive circuits are brought to an on state and a current is made to flow forcibly to the reactor in the first-half specified phase sections of the positive and negative each half cycle of the AC power. In an air conditioner, a DC obtained by using the above-mentioned DC power device is applied to an inverter device, and converted into the AC of variable voltage and variable frequency by the inverter device and a compressor driving motor is supplied with the AC.



Data supplied from the esp@cenet database - Worldwide

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平9-266674

(43) 公開日 平成9年(1997)10月7日

(51) Int. Cl. ⁶	図別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 2 M 7/21		8726-5H	H 0 2 M 7/21	Z
1/08	3 3 1		1/08	3 3 1 Z
7/06		8726-5H	7/06	G
H 0 2 P 7/63	3 0 2		H 0 2 P 7/63	3 0 2 C
// H 0 2 M 7/48		9181-5H	H 0 2 M 7/48	Y

審査請求 未請求 請求項の数10 O L (全 25 頁)

(21) 出願番号 特願平8-74875

(22) 出願日 平成8年(1996)3月28日

(71) 出願人 000003078

株式会社京芝

神奈川県川崎市幸区堀川町72番地

(72) 発明者 植 杉 通 可

静岡県富士市塚原336 株式会社東芝富士工場内

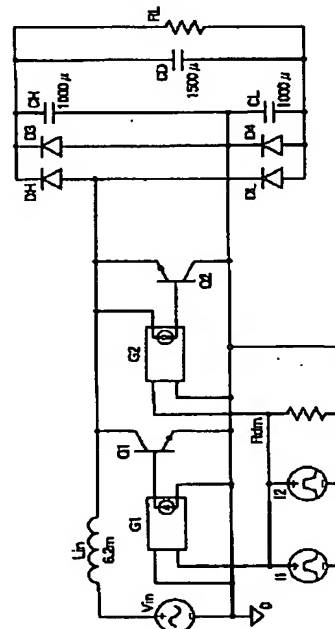
(74) 代理人 弁理士 佐藤 一雄 (外 3 名)

(54) 【発明の名称】 直流電源装置及びこの直流電源装置を用いた空気調和機

(57) 【要約】

【課題】 リアクトル等を含む装置の大型化を抑えたままで、高調波成分の低減と高力率化を達成することのできる直流電源装置及びこの直流電源装置を用いた空気調和機を提供する。

【解決手段】 直流電源装置は、交流電源(Vin) にリアクトル(Lin) と整流回路(DH, DL, D3, D4) とを直列に接続し、整流して得られた電圧を一つ又は複数のコンデンサ(CH, CL) でなるコンデンサ回路に印加し、このコンデンサ回路に充電された電荷を平滑用コンデンサ(CD) に放電して直流電圧を得るに当たり、リアクトルと直列にして交流電源に接続された強制通電回路(Q1, Q2) を設け、交流電源の正、負の各半サイクルの前半の所定の位相区間に強制通電回路をオン状態にしてリアクトルに強制的に電流を流すように構成している。空気調和装置は、上述した直流電源装置を用いて得られた直流をインバータ装置に加え、このインバータ装置によって可変電圧、可変周波数の交流に変換して圧縮機駆動電動機に供給する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】交流電源にリアクトルと整流回路とを直列に接続し、整流して得られた電圧を一つ又は複数のコンデンサでなるコンデンサ回路に印加し、このコンデンサ回路に充電された電荷を平滑用コンデンサに放電して平滑された直流電圧を得る直流電源装置において、スイッチ素子をオン状態にすることによって前記交流電源から前記リアクトルに強制的に電流を流す強制通電回路と、前記交流電源の瞬時値が、前記コンデンサの両端電圧を超えない位相区間の一部又は全部において前記強制通電回路をオン状態にする制御手段とを備えたことを特徴とする直流電源装置。

【請求項2】前記制御手段は、前記交流電源の正、負の各半サイクルの後半の所定の位相区間において前記強制通電回路をオン状態にすることを特徴とする請求項1に記載の直流電源装置。

【請求項3】前記強制通電回路は、前記リアクトルを介して前記整流回路に加えられる交流電圧経路間に逆並列接続された一対の整流型スイッチ素子となり、前記制御手段は、交流電圧のゼロクロス点を検出するゼロクロス点検出手段と、ゼロクロス点の検出から交流電源の瞬時値が前記コンデンサの両端電圧と一致するまでそれぞれ交流電圧の極性に対応する前記整流型スイッチ素子をオンする手段とからなることを特徴とする請求項1に記載の直流電源装置。

【請求項4】前記強制通電回路は、前記リアクトルを介して前記整流回路に加えられる交流電圧経路間に交流入力端子が接続された全波整流ダイオードブリッジと、この全波整流ダイオードブリッジの直流出力端子間に接続されたスイッチ素子とを含み、前記制御手段は、交流電圧のゼロクロス点を検出するゼロクロス点検出手段と、ゼロクロス点の検出から交流電源の瞬時値が前記コンデンサの両端電圧と一致するまで前記スイッチ素子をオンする手段とからなることを特徴とする請求項1に記載の直流電源装置。

【請求項5】前記整流回路が全波整流回路であるとき、前記強制通電回路は、前記コンデンサ回路の充電側端子間に接続されたスイッチ素子と、前記コンデンサ回路から前記スイッチ素子への逆流を防止するダイオードとなり、前記制御手段は、交流電圧のゼロクロス点を検出するゼロクロス点検出手段と、ゼロクロス点の検出から交流電源の瞬時値が前記コンデンサの両端電圧と一致するまで前記スイッチ素子をオンする手段とからなることを特徴とする請求項1に記載の直流電源装置。

【請求項6】前記整流回路が全波整流回路であるとき、前記強制通電回路は、前記リアクトルを介して前記整流回路に加えられる交流電圧経路間に交流入力端子が接続された全波整流ダイオードブリッジと、この全波整流ダイオードブリッジの直流出力端子間に接続されたスイッチ素子とを含み、前記制御手段は、交流電圧のゼロクロ

ス点を検出するゼロクロス点検出手段と、ゼロクロス点の検出から交流電源の瞬時値が前記コンデンサの両端電圧と一致するまで前記スイッチ素子をオンする手段とからなることを特徴とする請求項1に記載の直流電源装置。

【請求項7】前記整流回路及びコンデンサ回路が倍電圧整流回路を構成するとき、前記強制通電回路は、前記コンデンサ回路を構成する各直列接続コンデンサの充電側端子間にそれぞれ接続されたスイッチ素子と、前記直列接続コンデンサから前記スイッチ素子への逆流を防止するダイオードとでなり、前記制御手段は、交流電圧のゼロクロス点を検出するゼロクロス点検出手段と、ゼロクロス点の検出から交流電源の瞬時値が前記コンデンサの両端電圧と一致するまでそれぞれ交流電圧の極性に対応する前記スイッチ素子をオンする手段とからなることを特徴とする請求項1に記載の直流電源装置。

【請求項8】直流電源装置に接続される負荷の大きさに応じて、前記リアクトルの強制通電区間を、設定された位相区間内かつ入力電流範囲内で変化させたことを特徴とする請求項1に記載の直流電源装置。

【請求項9】交流を直流に変換するコンバータ装置と、このコンバータ装置で変換された直流を可変電圧、可変周波数の交流に変換して圧縮機駆動電動機に供給するインバータ装置とを備えた空気調和機において、前記コンバータ装置として請求項1乃至8のいずれかに記載の直流電源装置を用いたことを特徴とする空気調和機。

【請求項10】交流電源にリアクトルと整流回路とを直列に接続し、整流して得られた電圧を一つ又は複数のコンデンサでなるコンデンサ回路に印加し、このコンデンサ回路に充電された電荷を平滑用コンデンサに放電して平滑された直流電圧を得る直流電源装置を備え、この直流電源装置から出力される直流電圧をインバータ装置により周波数可変の交流電圧に変換して圧縮機或いは送風機の駆動電動機に電源供給する空気調和機において、スイッチ素子をオン状態にすることによって前記交流電源から前記リアクトルに強制的に電流を流す強制通電回路と、前記駆動電動機の回転数が、前記交流電源から受給可能な最大電流の制限値によって制限されるとき、前記リアクトルの強制通電の位相区間を変化させる制御手段を設け、直流出力電圧を増大させ、前記駆動電動機の回転数の増大を可能にしたことを特徴とする空気調和機。

【発明の詳細な説明】**【0001】**

【発明の属する技術分野】本発明は、交流電源から得られた交流を直流に変換する直流電源装置及びこの直流電源装置を用いた空気調和機に関する。

【0002】

【従来の技術及び発明が解決しようとする課題】交流電源から得られた交流を直流に変換する大容量の直流電源

装置、例えば、200W乃至5KWの電力の供給が可能な直流電源装置として、力率の向上及び電源高調波（電流波形の歪み）の低減を図るべく、交流電源経路にリアクトルを接続すると共に、このリアクトルを介して得られた交流を倍電圧整流回路で整流する、パッシブフィルタ方式の直流電源装置がある。

【0003】図19はこのパッシブフィルタ方式の直流電源装置の構成を示す回路図である。同図において、交流電源 V_{in} から受電する電源経路の一方にリアクトル L_{in} が接続されている。リアクトル L_{in} を介して得られる交流電圧は、ダイオード DH 、 DL 、 $D3$ 、 $D4$ で構成された全波整流回路に供給される。この場合、ダイオード DH 、 DL の直列接続回路と、ダイオード $D3$ 、 $D4$ の直列接続回路とが並列接続され、ダイオード DH 、 DL の相互接合点がリアクトル L_{in} を介して交流電源 V_{in} の一端に接続され、ダイオード $D3$ 、 $D4$ の相互接合点が交流電源 V_{in} の他端に接続されている。また、これらのダイオード直列回路には、中間コンデンサと呼ばれるコンデンサ CH 、 CL の直列接続回路が並列に接続され、かつ、これらのコンデンサの相互接合点がダイオード $D3$ 、 $D4$ の相互接合点に接続されている。さらに、コンデンサ直列接続回路には、平滑コンデンサ CD と、負荷抵抗 RL とが並列に接続されている。

【0004】ここで、交流電源 V_{in} が100Vで、1.8KWの負荷抵抗 RL が接続されているとき、リアクトル L_{in} のインダクタンスを6.2mH、中間コンデンサ CH 、 CL のキャパシタンスを360 μ F、平滑コンデンサ CD のキャパシタンスを1500 μ Fとした場合、リアクトル L_{in} に印加される電圧 $V(L_{in})$ 、このリアクトル L_{in} に流れる電流 $I(L_{in})$ 、交流電源 V_{in} の一端を基準電圧0Vとしてコンデンサ CH に発生する電圧 $V(CH)$ 、コンデンサ CL に発生する電圧 $V(CL)$ は、それぞれ、交流電源の1サイクル中に、図20の波形図に示したように変化する。

【0005】負荷抵抗 RL に対する、このような電力供給に応じて、図21にその成分を電流値で示した電源高調波が発生する。図21はIEC（国際電気標準会議）規格と併せて示したもので、 $I(L_{in})$ と $I(IEC)$ とを各周波数成分で比較した場合、 $I(L_{in})$ の第3高調波成分が $I(IEC)$ のそれを上回っている。

【0006】この第3高調波成分を低減するには、インダクタンスのより大きなリアクトルを用いることが考えられるが、この場合には電源装置が大型化するという問題があった。一方、詳細を後述するが、ここに例示した直流電源装置の力率は約93%であり、この直流電源装置を空調機の圧縮機駆動電源として使用した場合、負荷の増大に応じて交流入力電流も増大し、その値が予め定めた制限値に到達しやすく、従って、圧縮機の回転

数等に制限が加えられることが多かった。

【0007】本発明は上記事情を考慮してなされたもので、装置の大型化を抑えたままで、高調波成分の低減と高力率化を達成することのできる直流電源装置及びこの直流電源装置を用いた空調機を提供することを目的とする。

【0008】

【課題を解決するための手段】本発明に係る直流電源装置は、交流電源にリアクトルと整流回路とを直列に接続し、整流して得られた電圧を一つ又は複数のコンデンサでなるコンデンサ回路に印加し、このコンデンサ回路に充電された電荷を平滑用コンデンサに放電して直流電圧を得るに当たり、リアクトルと直列にして交流電源に接続された強制通電回路を設け、交流電源の瞬時値が、コンデンサの両端電圧を超えない位相区間の一部又は全部において強制通電回路をオン状態にしてリアクトルに強制的に電流を流すようにしたもので、これによってリアクトルに流れる電流の実効値を変えることなく位相が進められ、その結果、装置の大型化を抑えたままで、高調波成分の低減と高力率化を達成することができ、また、負荷の変動による交流入力電流の変動を僅少に抑えることができる。

【0009】特に、交流電源の瞬時値が、コンデンサの両端電圧を超えない位相区間の一部又は全部において強制通電回路をオン状態にして、リアクトルに電気エネルギーが蓄積されるため、コンデンサ回路に対する充電開始タイミングが早められ、さらに、交流電源の正、負の各半サイクルの後半の所定の位相区間においても強制通電回路をオン状態にすることにより、コンデンサ回路に対する充電終了タイミングを遅らせることができ、これによって、インダクタンスの小さいリアクトルで、高調波成分の低減と高力率化が達成される。

【0010】ここで、整流回路がリアクトルを介して交流電源に接続されているときには、強制通電回路として、リアクトルの負荷側の交流電圧経路に逆並列接続された一対の整流型スイッチ素子を用い、この整流型スイッチ素子を制御する制御手段としては、交流電圧のゼロクロス点を検出するゼロクロス点検出手段と、ゼロクロス点の検出から交流電源の瞬時値が前記コンデンサの両端電圧と一致するまでそれぞれ交流電圧の極性に対応する整流型スイッチ素子をオンする手段により、容易にリアクトルの導通角を広げることができる。

【0011】また、強制通電回路として、リアクトルの負荷側の交流電圧経路に交流入力端子が接続された全波整流ダイオードブリッジと、この全波整流ダイオードブリッジの直流出力端子間に接続されたスイッチ素子を含むものを用いることにより、一つのスイッチ素子で交流電源の正、負の各半サイクルの導通角の制御が可能となる。

【0012】さらに、強制通電回路として、コンデンサ

回路から見て、整流回路側の直流電圧経路に、逆流防止用のダイオードを介してスイッチ素子を接続する構成にすれば、一つのスイッチ素子で交流電源の正、負の各半サイクルの導通角の制御が可能となる。

【0013】また、整流回路及びコンデンサ回路が倍電圧整流回路を構成するとき、強制通電回路として、コンデンサ回路を構成する直列接続コンデンサの整流回路側に、それぞれ逆流防止用のダイオードを介して並列接続されるスイッチ素子を接続する構成にすれば、半波整流形式のパワートランジスタモジュールの使用が可能となり、実装も容易化される。

【0014】さらに、直流電源装置に接続される負荷の大きさに応じて、リアクトルの強制通電区間を、設定された位相区間内かつ入力電流範囲内で変化させるよう構成すると、負荷の要求電圧が変動しても、高調波成分の低減と高効率化を達成しながら可変電圧を供給できる。

【0015】もう一つの発明に係る空気調和機は、交流を直流に変換するコンバータ装置と、このコンバータ装置で変換された直流を可変電圧、可変周波数の交流に変換して圧縮機駆動電動機に供給する場合、コンバータ装置として上述した直流電源装置を用いることにより、プラグ及びコンセントに規定された入力電流の制限範囲内で、圧縮機駆動電動機への供給電力を増大することができ、空調能力を格段に向上させる効果がある。

【0016】空気調和機の場合、交流電源から受給可能な最大電流の制限値によって圧縮機駆動電動機の回転数が制限されるとき、直流電源装置の強制通電位相区間を変化させることによって直流出力電圧を増大させ、回転数も増大させることができる。

【0017】

【発明の実施の形態】以下、本発明を図面に示す実施形態に基づいて詳細に説明する。図1は本発明に係る直流電源装置の第1の実施形態の構成を示す回路図である。この実施形態はダイオードDH、DL、D3、D4で構成される全波整流回路を備え、一方の交流入力端子としてのダイオードDHとDLとの相互接合点が、リアクトル L_{in} を介して交流電源 V_{in} の一端に接続され、他方の交流入力端子としてのダイオードD3とD4の相互接合点が交流電源 V_{in} の他端に接続されている。また、全波整流回路の直流出力端子間、すなわち、ダイオードD3とD4の直列接続回路の両端に中間コンデンサCHとCLの直列接続回路が接続され、さらに、ダイオードD3とD4の相互接合点が中間コンデンサCHとCLの相互接合点に接続されている。また、中間コンデンサCHとCLの直列接続回路に平滑用のコンデンサCDと、負荷抵抗 R_L とが並列に接続されている。

【0018】この実施形態は、さらに、交流電源 V_{in} の一方の電源供給経路に接続されたリアクトル L_{in} の負荷側と、交流電源 V_{in} の他方の電源供給経路との間に、強制通電回路を形成するNPN形のトランジスタQ

1、Q2が逆並列に接続されている。そして、これらのトランジスタQ1、Q2の各ベースにベース電流を供給する、例えば、ベース駆動電源とホトカプラ等であるベース駆動回路G1、G2が設けられている。さらに、ベース駆動回路G1、G2にパルス電圧を印加するパルス発生回路I1、I2と、ダミー抵抗 R_{dm} とを備えている。パルス発生回路I1、I2は、その詳細な構成説明を省略するが、それぞれ交流電圧のゼロクロス点を検出する回路と、ゼロクロス点の検出から交流電源電圧 $V(L_{in})$ の瞬時値が中間コンデンサCHの両端電圧と等しくなるまでダミー抵抗 R_{dm} にパルス電流を流すパルス電流回路とで構成されている。なお、パルス発生回路I1は交流電源電圧の半サイクルの前半にてパルス電圧を発生させ、パルス発生回路I2は交流電源電圧の半サイクルの後半にてパルス電圧を発生させるようになっている。

【0019】上記のように構成された第1の実施形態の動作について、そのモデルをシミュレーションして得られる図2乃至図9をも参照して以下に説明する。交流電源 V_{in} の図面に示す下端を基準電位0Vとして、交流電源 V_{in} の図面に示す上端に正弦波交流電圧が発生するものとする。この正弦波交流電圧の正の半サイクルにおいて、リアクトル L_{in} 及びダイオードDHを介して中間コンデンサCHに充電電流が流れる。このとき、ダイオードD4は中間コンデンサCLが逆向きに充電されないようにその放電回路を形成する。また、正弦波電圧の負の半サイクルにおいて、リアクトル L_{in} 及びダイオードDLを介して中間コンデンサCLに充電電流が流れる。このとき、ダイオードD4は中間コンデンサCHが逆向きに充電されないようにその放電回路を形成する。

【0020】中間コンデンサCH及びCLに充電が行われ、各端子間に同じの向きの電圧、すなわち、図面の向上きの電圧が存在する限り、ダイオードD3、D4は実質的に機能することはなく、その後は、ダイオードDHを介して中間コンデンサCHの充電が行われ、ダイオードDLを介して中間コンデンサCLの充電が行われる。

【0021】このようにして、直列接続されたコンデンサCLとCHの端子電圧の和が平滑コンデンサCDの両端に印加され、この平滑コンデンサCDを充電する。つまり、中間コンデンサCLとCHに充電された電荷の放電により平滑コンデンサCDが充電される。また、直列接続されたコンデンサCLとCHの電圧の和が負荷抵抗 R_L にも供給される。このとき、キャパシタンスの大きい平滑コンデンサCDを用いることによって、抵抗器 R_L にほぼ一定の電圧が供給される。

【0022】パルス発生回路I1は交流電源 V_{in} から出力される交流電圧の半サイクルの前半にて、その瞬時値の絶対値が中間コンデンサCHの両端電圧の絶対値より小さい位相区間に、トランジスタQ1、Q2をオン状

態にするパルス電圧をダミー抵抗 R_{dm} に発生させ、パルス発生回路12は交流電源 V_{in} から出力される交流電圧の半サイクルの後半のゼロクロス点に到達する直前の所定の位相区間にてトランジスタ Q_1 、 Q_2 をオン状態にするパルス電圧をダミー抵抗 R_{dm} に発生させる。従って、これらの位相区間でリアクトル L_{in} に強制的に短絡電流が流れ、トランジスタ Q_1 、 Q_2 をオフ状態にした瞬間に、これらのトランジスタに流れていた電流が中間コンデンサ C_H 、 C_L に方向を変えて流れ込み、強制的な充電が行われる。

【0023】ここで、交流電源 V_{in} が100Vで、1.8KWの負荷抵抗 R_L が接続されているとき、リアクトル L_{in} のインダクタンスを6.2mH、中間コンデンサ C_H 、 C_L のキャパシタンスをそれぞれ1000 μ F、平滑コンデンサ C_D のキャパシタンスを1500 μ Fとした場合、リアクトル L_{in} に印加される電圧 $V(L_{in})$ 、このリアクトル L_{in} に流れる電流 $I(L_{in})$ 、交流電源 V_{in} の一端を基準電圧0Vとしてコンデンサ C_H に発生する電圧 $V(CH)$ 、コンデンサ C_L に発生する電圧 $V(CH)$ は、それぞれ、図2の波形図に示すように変化する。

【0024】この場合、交流電圧の正の半サイクルの波形と負の半サイクルの波形とは、ゼロクロス点に対して点対称になっているため、重複説明を避けるため、正の半サイクルについてのみ、さらに詳しい動作説明を行う。

【0025】交流電圧 $V(L_{in})$ のゼロクロス点を時刻 t_0 として、この電圧 $V(L_{in})$ が中間コンデンサ C_H の電圧 $V(CH)$ にはほぼ等しくなる時刻を t_1 とする。いま、時刻 t_0 から時刻 t_1 まで、トランジスタ Q_1 をオン状態にし、時刻 t_1 にてこのトランジスタ Q_1 をターンオフさせたとする。これにより、時刻 t_0 から時刻 t_1 まで、リアクトルに流れる電流 $I(L_{in})$ は、変化率 V_{in}/L_{in} で速やかに増大する。この間、中間コンデンサ C_H に対する充電は行われないので、負荷に対して電力を供給した分だけ中間コンデンサ C_H の電圧 $V(CH)$ は低下する。そして、電圧 $V(L_{in})$ と電圧 $V(CH)$ が等しくなる時刻 t_1 にてトランジスタ Q_1 をターンオフさせれば、この瞬間からリアクトル L_{in} に流れていた電流 $I(L_{in})$ は、トランジスタ Q_1 から中間コンデンサ C_H に方向を変えて流れ込み、中間コンデンサ C_H の充電が行われる。このため、中間コンデンサ C_H のキャパシタンスが大きいにも拘らず電圧 $V(CH)$ は時刻 t_1 から大きな変化率で上昇し、交流電源電圧 V_{in} がピーク値に到達するかなり前の時点で交流電源電圧 V_{in} のピーク値に近づく。ここで、リアクトル L_{in} に流れていた電流 $I(L_{in})$ の、トランジスタ Q_1 から中間コンデンサ C_H への変更は電源高調波の要因となるが、この場合は交流電源電圧の瞬時値が中間コンデンサの電圧に一致する点を選

定しているため、電源高調波の発生は低く抑えられる。

【0026】このような回路で、リアクトル L_{in} には、交流電源電圧 V_{in} と中間コンデンサの電圧 $V(CH)$ との差に応じた電流 $I(L_{in})$ が流れるのであるが、交流電源電圧 V_{in} のピーク値の近傍でその差が小さくなっているため、リアクトル L_{in} に流れる電流のその後の増加率は小さく、しかも、早いタイミングで減少に転ずる。

【0027】このように、リアクトル L_{in} に流れる電流が早いタイミングで減少に転じると、中間コンデンサ C_H のキャパシタンスが大きいことと相俟って、その電圧 $V(CH)$ の増加率は低く抑えられる。このことは、すでに減少に転じている交流電源電圧 V_{in} との差も小さく抑えられ、その結果、リアクトルの電流 $I(L_{in})$ の低下も穏やかになり、このリアクトル L_{in} の通電区間を長くとることができ、力率の向上に寄与する。

【0028】本実施形態では、さらに、正の半サイクルの後半のある期間、すなわち、時刻 t_2 から時刻 t_3 までトランジスタ Q_1 をオン状態にするので、この区間においてリアクトル L_{in} の電流 $I(L_{in})$ が、中間コンデンサ C_H からトランジスタ Q_1 に方向を変えて流れ込み、一時的に電流 $I(L_{in})$ は増大する。この結果、リアクトル L_{in} の通電終了のタイミングをさらに遅らせることができる。なお、この制御は電流変化の極性を変化させることになり、一部(例えば、後述する図3の1.05KHz)の高調波成分を増大させる要因となるものがあるが、その開始時刻 t_2 及び時間幅($t_2 \sim t_3$)を調整することによって、要求される値以下に抑えることができる。

【0029】図3は第1の実施形態の電源高調波成分を、IEC規格と併せて示したもので、従来装置でIEC規格を上回っていた $I(L_{in})$ の第3高調波成分を、IEC規格のそれよりも大幅に低減させることができ、全ての周波数範囲で、高調波成分をIEC規格以下に抑えることができている。

【0030】図4はリアクトル L_{in} を通して流れる入力電流 $I(L_{in})$ の瞬時値及び実効値 $I(L_{in})_{rms}$ の変化を、従来装置のそれと併せて示したもので、本実施形態の入力電流 $I(L_{in})$ の最大値及び実効値の最大値は従来装置と比較して低く抑えられ、また、本実施形態での入力電流 $I(L_{in})$ が流れる位相区間、すなわち、通電区間は従来装置と比較して明らかに広がっていることが分かる。

【0031】図5は定義に基づいて演算した力率の算出結果であり、交流電源電圧 V_{in} の1サイクル区間終了までの力率 P_f の演算の累積値を示したもので、従来装置にあっては力率の最終累積値は約93%であったが、本実施形態では98%を超える値となっており、力率が大幅に改善されていることが分かる。

【0032】図6は前述した電源高調波成分を、従来

例、IEC規格、本実施形態の三者について併せて示しても、影響が大きいと思われる第3高調波について比較すれば、本実施形態は従来例と比較して高調波成分を格段に低く抑え得るだけでなく、IEC規格と比較しても1/2以下に抑制できており、その効果は極めて大きいものになっている。

【0033】図7は中間コンデンサCHの両端電圧の1サイクル区間の変化を示したもので、従来装置では約20Vから最大230Vまで大きく変動するので、この電圧によって充電され、負荷に供給される平滑コンデンサCDの両端に現れる電圧リップルはかなり大きくなるのに対して、本実施形態では常に100Vより大きく、180Vよりも小さい範囲に抑えられているため、負荷に供給される電圧リップルを極めて低く抑える効果がある。

【0034】図8は中間コンデンサCH、CLをそれぞれ充電する充電電流の瞬時値 $I(CH)$ 、 $I(CL)$ 及び実効値 $I(CH)_{rms}$ 、 $I(CL)_{rms}$ を従来装置におけるものと併せて示したもので、従来装置は入力電流波形に類似した(正弦波状に連続した)瞬時電流波形であるのに対して、本実施形態は強制通電によって大きく変化することはあるが、少なくとも、最大値は従来装置より小さく、また、1.000の位置に示した1回の充電サイクルでの電流実効値も小さくなっている。

【0035】図9は平滑コンデンサCDの両端電圧、すなわち、出力電圧の瞬時値 $V(CD)$ 及び平均値 $V(CD)_{av}$ (1.000sのときの数値のみ有効)を、従来装置のものと併せて示したもので、従来装置は電圧値が低くまたリップル分も大きいものに対して、本実施形態ではリップル分の小さい、より高い電圧が得られている。

【0036】以上、図2乃至図9の各種波形図を用いて説明したことから明らかなように、第1の実施形態によれば、交流電源からリアクトルに強制的に電流を流す強制通電回路を有し、交流電源の正、負の各半サイクルの前半において交流電源の瞬時値がコンデンサの両端電圧を超えない位相区間において強制通電回路をオン状態にし、かつ、交流電源の正、負の各半サイクルの後半の所定の位相区間において強制通電回路をオン状態にしたことにより、装置の大型化を抑えたままで、高調波成分の低減と高力率化を達成することができる。

【0037】なお、上記の実施形態では、交流電源の正、負の各半サイクルの前半において交流電源の瞬時値がコンデンサの両端電圧を超えない全位相区間に亘ってリアクトルを強制通電させたが、交流電源の瞬時値がコンデンサの両端電圧を超えない位相区間の一部でリアクトルを強制通電させても上記実施形態に近い効果が得られる。

【0038】なおまた、上記実施形態では、交流電源の正、負の各半サイクルの後半の所定の位相区間において

強制通電回路をオン状態にしたが、この強制通電を省略しても、上記実施形態に近い効果が得られる。

【0039】図10は本発明に係る直流電源装置の第2の実施形態の構成を示す回路図である。図中、第1の実施形態を示す図1と同一の要素には同一の符号を付してその説明を省略する。この実施形態はリアクトル L_{in} を強制通電するためのトランジスタ $Q1$ 、 $Q2$ の代わりに、ダイオード $D5 \sim D8$ をブリッジ接続してなる全波整流ダイオードブリッジと、この全波整流ダイオードブリッジの電流を制御するトランジスタ $Q1$ とを用いたものである。この場合、全波整流ダイオードブリッジの交流入力端子の一方が、交流電源 V_{in} の一端に接続されるリアクトル L_{in} の負荷側に接続され、全波整流ダイオードブリッジの交流入力端子の他方が交流電源 V_{in} の他端に接続されている。また、全波整流ダイオードブリッジの直流出力端子間にトランジスタ $Q1$ が接続され、このトランジスタ $Q1$ をベース駆動回路 $G1$ で駆動する構成になっている。この実施形態によれば、トランジスタ及びそのベース駆動回路が1組で足りる利点がある。また前述したトランジスタ $Q1$ を整流型スイッチ素子としたとき、全波整流ダイオードブリッジはそれ自体が整流特性を有しているため、トランジスタ $Q1$ の代わりに単なるスイッチ素子をもちいても良い。

【0040】かくして、第2の実施形態によつても、交流電源 V_{in} 瞬時値が、中間コンデンサCの両端電圧を超えない位相区間の一部又は全部においてトランジスタをオン状態にすることによつて、装置の大型化を抑えたままで、高調波成分の低減と高力率化を達成することができる。

【0041】図11は本発明に係る直流電源装置の第3の実施形態の構成を示す回路図である。図中、図1と同一の要素には同一の符号を付してその説明を省略する。この実施形態はリアクトル L_{in} を介して得られる交流電圧を、ダイオード $D1 \sim D4$ をブリッジ接続してなる全波整流回路の交流入力端子に印加し、その出力を中間コンデンサCに充電し、この中間コンデンサCの電荷を平滑コンデンサCDに放電して、負荷抵抗 R_L に直流電圧を供給する構成としている。この場合、ダイオード $D1 \sim D4$ でなる全波整流回路と中間コンデンサCを接続する正負の直流電流経路にトランジスタ $Q1$ を接続し、このトランジスタ $Q1$ をベース駆動回路 $G1$ で駆動する構成になっている。なお、トランジスタ $Q1$ をオン状態にしてリアクトル L_{in} に強制的に電流を流す場合、中間コンデンサCの電荷がトランジスタ $Q1$ を通して放電することがないように逆流防止用ダイオード $D11$ が接続され、さらに、中間コンデンサCの電荷を平滑コンデンサCに放電する経路に、逆流防止用ダイオード $D13$ と、平滑効果を高めるリアクトル L_{dc} が直列に接続されている。

【0042】この第3の実施形態によつても、交流電源

V_{in} の瞬時値が、中間コンデンサCの両端電圧を超えない位相区間の一部又は全部においてトランジスタをオン状態にすることによって、装置の大型化を抑えたままで、高調波成分の低減と高力率化を達成することができる。

【0043】図12は本発明に係る直流電源装置の第4の実施形態の構成を示す回路図であり、図中、第3の実施形態を示す図11と同一の要素には同一の符号を付してその説明を省略する。この実施形態は交流電源経路に接続されていたリアクトル L_{in} を、ダイオードD1～D4でなる全波整流回路と中間コンデンサCを接続する経路に接続替えした点が図11と異なっている。そして、このリアクトル L_{in} の負荷側に、トランジスタQ1を接続してこのトランジスタを駆動する構成になっている。

【0044】この第4の実施形態によっても、交流電源 V_{in} の瞬時値が、中間コンデンサCの両端電圧を超えない位相区間の一部又は全部においてトランジスタQ1をオン状態にすることによって、装置の大型化を抑えたままで、高調波成分の低減と高力率化を達成することができ、また、強制通電回路として単一のスイッチ素子で済むという利点もある。

【0045】図13は本発明に係る直流電源装置の第5の実施形態の構成を示す回路図であり、上記図11におけるベース駆動回路G1、トランジスタQ1の代わりに上記図10における回路構成と同様にダイオードD5～D8の全波整流ダイオードブリッジと、全波整流ダイオードブリッジの電流を制御するトランジスタQ1の組合わせに置き換えたものであり、この構成では図11、図12におけるダイオードD11に相当する素子が不要になるため、ダイオードD1～D4の全波整流回路から負荷側へ供給する経路の素子が1個減ることになり、回路素子による損失を軽減できる。

【0046】図14は本発明に係る直流電源装置の第6の実施形態の構成を示す回路図である。図中、図1と同一の要素には同一の符号を付してその説明を省略する。図1に示す第1の実施形態は、交流電源 V_{in} に接続されたリアクトル L_{in} の負荷側に、トランジスタQ1及びQ2を逆並列接続し、これらのトランジスタをベース駆動回路G1、G2で駆動するものであったが、この第6の実施形態は倍電圧整流回路の中間コンデンサCHの前段の直流電圧経路にトランジスタQ1を、もう一つの間コンデンサCLの前段の直流電圧経路にトランジスタQ2をそれぞれ接続し、これらのトランジスタをオン状態にすることにより、リアクトル L_{in} に強制的に電流を流すようにしたもので、この場合、中間コンデンサCHの電荷がトランジスタQ1を通して放電することがないように逆流防止用ダイオードD11が接続され、さらに、中間コンデンサCLの電荷がトランジスタQ2を通して放電することがないように逆流防止用ダイオードD

12が接続されている。

【0047】この第6の実施形態によっても、交流電源 V_{in} の瞬時値が、中間コンデンサCの両端電圧を超えない位相区間の一部又は全部においてトランジスタQ1、Q2をオン状態にすることによって、装置の大型化を抑えたままで、高調波成分の低減と高力率化を達成することができる。

【0048】図15は上述した直流電源装置を適用した空調機の実施形態の構成を示すブロック図である。この実施形態は交流を直流に変換するコンバータ装置としての直流電源装置と、この直流電源装置から出力された直流を可変電圧、可変周波数の交流に変換して圧縮機駆動電動機に供給するインバータ装置とを備えている。ここに使用した直流電源装置は、図10に例示したもので、図10中のベース駆動回路G1として、ベースドライバ電源13とホトカプラ19とを有し、負荷抵抗RLの代わりに、インバータ装置20を介して、圧縮機駆動電動機21が接続されている。また、図10に示したパルス発生回路の機能をゼロクロス検出器14及び室外制御部15に持たせたものである。

【0049】この空調機は室内機と室外機とでなり、室内機を交流電源に接続する構成になっている。そして、室内機においては交流電源1から、ノイズフィルタ2を介して、室内制御部3に動作電力を供給するようになっている。室内制御部3にはリモコン装置4からの指令を受信する受信部5、室内温度を検出する温度センサ6、図示省略の室内熱交換器を通して風を室内に循環させる室内ファン8、吹出し空気の変えるルーバ9が接続されている。一方、室外機においても、ノイズフィルタ11を介して、交流電源1から室外制御部15及び圧縮機駆動電動機21に動作電力を供給するようになっている。この場合、ノイズフィルタ11の負荷側に電流値検出器12が設けられ、その検出信号が室外制御部15に入力される。また、ノイズフィルタ11の負荷側の交流電圧を監視して、ゼロクロス点を検出するゼロクロス検出器14が設けられ、その検出信号が室外制御部15に入力される。室外制御部15には、さらに、室外熱交換器の温度を検出する温度センサ16、運転モードに応じて冷媒の循環方向を変える四方弁17、図示省略の室外熱交換器に風を送込む室外ファン18とが接続されている。また、室外制御部15は室内制御部3と送受信してインバータ装置20を制御すると共に、ホトカプラ19にパルス電流を供給してトランジスタQ1をオン操作する構成になっている。

【0050】上記のように構成された空調機の実施形態の概略動作について以下に説明する。まず、リモコン装置4から運転開始、運転モード、室内設定温度、室内ファンの風速、風向等の指令が受信部5を介して室内制御部3に加えられる。これに応じて室内制御部3は運転状態等を表示器7に表示し、室内ファン8及びルーバ9の駆動制御を実行すると共に、設定温度と室内温度と

の偏差に応じて圧縮機駆動電動機21を駆動する電源周波数(以下圧縮機周波数と言う)を演算し、運転モード信号と併せて圧縮機周波数信号を室外制御部15に送信する。室外制御部15は運転モード信号に応じて四方弁17を励磁(または非励磁)状態とし、圧縮機周波数に従ってインバータ装置20を制御し、室外ファン18を駆動すると共に、温度センサ16の検出信号等によって四方弁17を制御して除霜運転等を行なう。また、室外制御部15は電流値検出器12による電流検出値が予め設定された制限値を超えないように、圧縮機周波数の補正等も行なう。さらに、室外制御部15は直流電源装置を構成するリアクトルLinに対する強制通電制御をも実行する。室外制御部15はこの強制通電制御によって、電源高調波の低減及び力率の向上を図ると同時に、電流値検出器12による電流検出値がプラグやコンセントで規定された制限値を超えようとするとき、リアクトルLinに対する強制通電の位相区間を調整して、規定された制限値内でより多くの電力を圧縮機駆動電動機21に供給する制御を実行する。

【0051】以下、室外制御部15がプラグやコンセントで規定された制限値を超えない範囲で、リアクトルLinに対する強制通電の位相区間を調整して電力供給を増やす点について詳しく説明する。図15に示した直流電源装置は図10に例示したものを使用しているが、その電流、電圧、高調波成分、力率等は図2乃至図9を用いて説明したと同様である。ところで、図10に例示した装置は負荷抵抗RLを一定としてリアクトルLinを強制通電させたが、この直流電源装置を空調和機に適用した場合、空調負荷の変動に応じて圧縮機的能力が変更制御されるので、負荷抵抗RLが変化することを前提としてリアクトルLinの強制通電位相を決定しなければならない。

【0052】そこで、負荷抵抗RLと強制通電回路を構成するトランジスタQ1のターンオフのタイミングとを下記の表1の組合わせでシミュレーションを実行した。

【0053】

【表1】

負荷抵抗 [ohm]	オフタイミング [ms]	直流出力電圧 [V]	力率	入力電流 [A]rms	入力電力 [W]	対応 波形
30	1.225	224.709	0.905391	18.732	1697.4	A
33	2	244.413	0.976888	18.68	1824.3	B
36	2.3	256.646	0.985009	18.717	1843.2	C
39	2.39	267.071	0.983758	18.732	1842.4	D
43	2.69	279.354	0.976784	18.715	1827.7	E
47	2.83	290.388	0.987182	18.68	1806.2	F
51	2.85	301.168	0.956389	18.722	1790.1	G
56	3.06	313.088	0.942733	18.692	1781.8	H

このシミュレーションによれば、交流電源電圧の1サイクル中に、リアクトル電流I(Lin)は図16に示すように、力率Pfの累積値は図17に示すように、出力電圧累積値は図18に示すようにそれぞれ変化し、これに対応して、表1に示した直流出力電圧、力率、入力電流の実行値、入力電力が算出された。

【0054】なお、図16乃至図18に示すシミュレーション波形A、B、…、Hは表1中に記載の符号A、B、…、Hの欄の各パラメータに対応するものであり、トランジスタQ1のターンオフのタイミングは、いずれもゼロクロス点から計測して0.1ミリ秒(msec)とした場合の結果である。

【0055】表1から、少なくとも、次の(a)、

(b)項の内容を読取ることができる。

(a)トランジスタQ1のターンオフのタイミングを遅らせることによって、直流出力電圧を増大することができる。

【0056】尚、短絡素子のオフのタイミングの調整によって得られる上記(a)、(b)の効果は、組み込み機器が空調和機に限らず、電動機を主体とした装置の電源として有用である。

(b)負荷抵抗RLが変化して要求電圧が変動しても、直流電源装置に接続される負荷の大小に応じてリアクト

ルの強制通電(オフタイミング区間を設定された位相区間内かつ入力電流制限値の範囲内で適切に選択あるいは変化させることにより、従来装置では達成し得なかった、高調波を低減し、高力率化した運転が可能となる。

【0057】かくして、図1、図10乃至図14に例示した直流電源装置のいずれであっても、これを空調和機に適用することにより、プラグやコンセントで規定された入力電流、例えば、15A又は20Aの範囲に保ったままで、大きな電力を圧縮機駆動電動機に供給できるので、使用電力にEER(Energy Efficiency Ratio)を乗じた空調能力の向上が図られる。

【0058】また、従来装置と比較してより大きな直流出力電圧が得られるので、圧縮機駆動電動機としてDCブラシレスモータを使用した場合でも高速回転させることが可能になり、気温がかなり低い条件下での暖房運転開始時など、低トルク、高速回転が必要な場合に要求される電圧を供給することができる。圧縮機駆動電動機として誘導電動機を使用する場合でも、電圧周波数比V/Fの大きい電動機の仕様が可能となり、通常時の運転電流を低減する効果がある。

【0059】さらに、強制通電する位相区間を変化させることにより、高力率を保持したままで直流出力電圧の調整ができるため、インバータ装置によってPWM制御

をする代わりに、デューティを100%に固定して強制通電位相区間を調整して電動機速度制御をすれば、インバータ素子のスイッチング損失の低減が可能になり、リーク電流を低く抑えることができる効果もある。

【0060】

【発明の効果】以上の説明によって明らかなように、本発明に係る直流電源装置によれば、リアクトルと直列にして交流電源に接続された強制通電回路を設け、交流電源の正、負の各半サイクルの前半の所定の位相区間にリアクトルに強制的に電流を流すことによって、リアクトルに流れる電流の実効値を変えずに位相が進められ、装置の大型化を抑えたままで、高調波成分の低減と高力率化を達成することができ、また、負荷の変動による交流入力電流の変動を僅かに抑えることができる。

【0061】この場合、交流電源の瞬時値が、コンデンサの両端電圧を超えない位相区間の一部又は全部において強制通電することにより、リアクトルの電流位相が進められて高調波成分の低減と高力率化が達成される。

【0062】また、交流電源の正、負の各半サイクルの後半の一部の区間においてもリアクトルに強制通電することにより、リアクトルの通電区間を拡げて高力率化の効果が高められる。

【0063】さらに、リアクトルに強制通電させるために、交流電圧のゼロクロス点を検出するゼロクロス検出手段と、ゼロクロス点の検出から交流電源の瞬時値が前記コンデンサの両端電圧と一致するまでそれぞれ交流電圧の極性に対応する整流型スイッチ素子をオン、オフ制御することにより確実な制御が可能となる。

【0064】もう一つの発明に係る空気調和装置は、交流を直流に変換するコンバータ装置として上述した直流電源装置を用いることにより、プラグ及びコンセントに規定された入力電流の制限範囲内で、圧縮機駆動電動機への供給電力を増大することができ、空調能力を格段に向上させる効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明に係る直流電源装置の第1の実施形態の構成を示す回路図。

【図2】図1に示した直流電源装置の動作を説明するために、電流及び電圧と時間との関係を示した線図。

【図3】図1に示した直流電源装置の動作を説明するために、高調波成分と周波数との関係を示した線図（ $I(Lin)_{rms}$ は数値を示した点のデータのみ有効）。

【図4】図1に示した直流電源装置の動作を説明するために、リアクトルの電流と時間との関係を示した線図。

【図5】図1に示した直流電源装置の動作を説明するために、力率の演算累積値と時間との関係を示した線図（数値を示した点のデータのみ有効）。

【図6】図1に示した直流電源装置の動作を説明するために、高調波成分と周波数との関係を示した線図。

【図7】図1に示した直流電源装置の動作を説明するた

めに、中間コンデンサの電圧と時間との関係を示した線図。

【図8】図1に示した直流電源装置の動作を説明するために、中間コンデンサの充電電流と時間との関係を示した線図（ $I(Lin)_{rms}$ は数値を示した点のデータのみ有効）。

【図9】図1に示した直流電源装置の動作を説明するために、直流出力電圧と時間との関係を示した線図（ $V(CD)_{avg}$ は数値を示した点のデータのみ有効）。

【図10】本発明に係る直流電源装置の第2の実施形態の構成を示す回路図。

【図11】本発明に係る直流電源装置の第3の実施形態の構成を示す回路図。

【図12】本発明に係る直流電源装置の第4の実施形態の構成を示す回路図。

【図13】本発明に係る直流電源装置の第5の実施形態の構成を示す回路図。

【図14】本発明に係る直流電源装置の第6の実施形態の構成を示す回路図。

【図15】本発明に係る空気調和機の実施形態の構成を示すブロック図。

【図16】図15に示した空気調和機の動作を説明するために、リアクトルの電流と時間との関係を示した線図。

【図17】図15に示した空気調和機の動作を説明するために、力率の累積値と時間との関係を示した線図。

【図18】図15に示した空気調和機の動作を説明するために、直流出力電圧の累積値と時間との関係を示した線図。

【図19】従来の直流電源装置の構成を示す回路図。

【図20】図19に示した直流電源装置の動作を説明するために、リアクトルの電流及び中間コンデンサの電圧と時間との関係を示した線図。

【図21】図19に示した直流電源装置の動作を説明するために、高調波成分と周波数との関係を示した線図。

【符号の説明】

Vin 交流電源

Lin リアクトル

D1~D8, D11~D13, DH, DL ダイオード

C, CH, CL 中間コンデンサ

CD 平滑コンデンサ

RL 負荷抵抗

Q1, Q2 トランジスタ

G1, G2 ベース駆動回路

I1, I2 ハルス発生回路

1 交流電源

3 室内制御部

12 電流値検出器

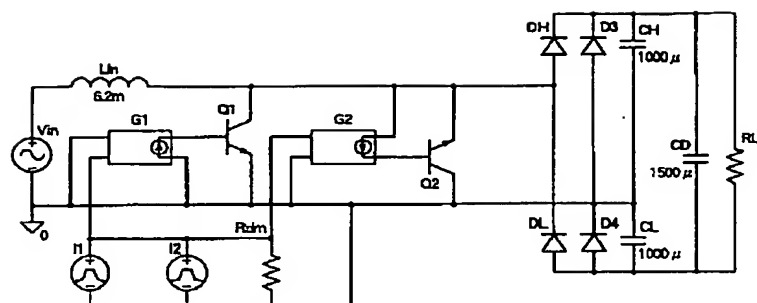
13 ベースドライブ電源

14 ゼロクロス検出器

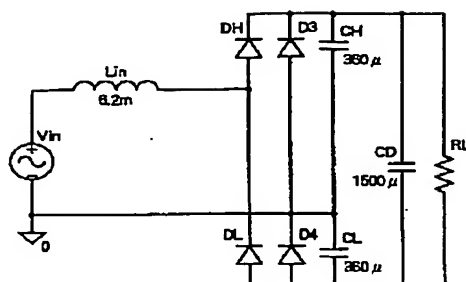
15 室外制御部
20 インバータ装置

21 圧縮機駆動電動機

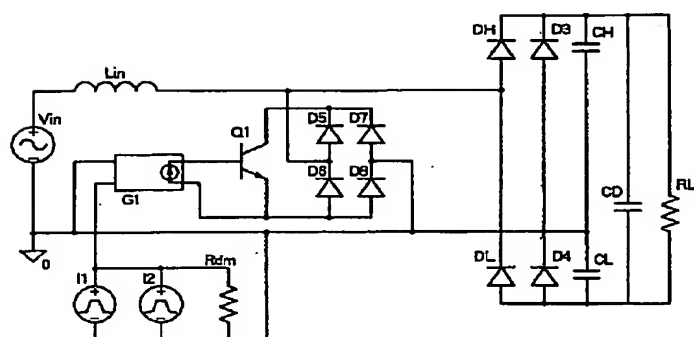
【図1】



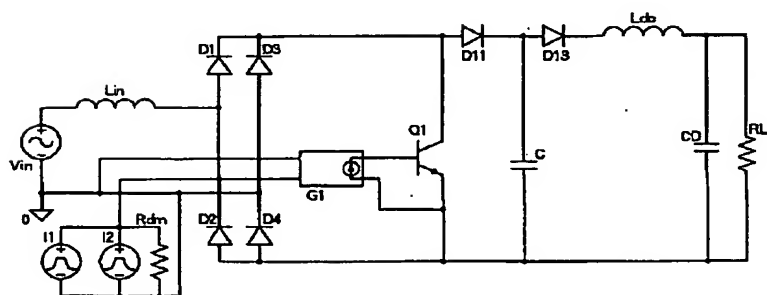
【図19】



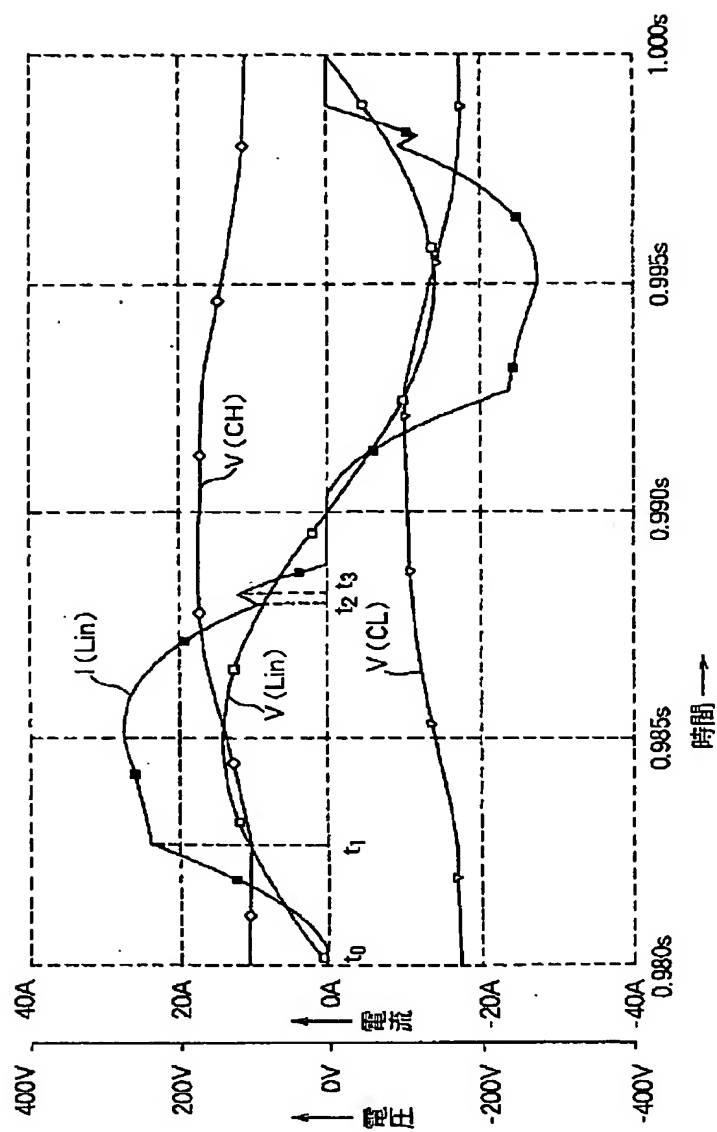
【図10】



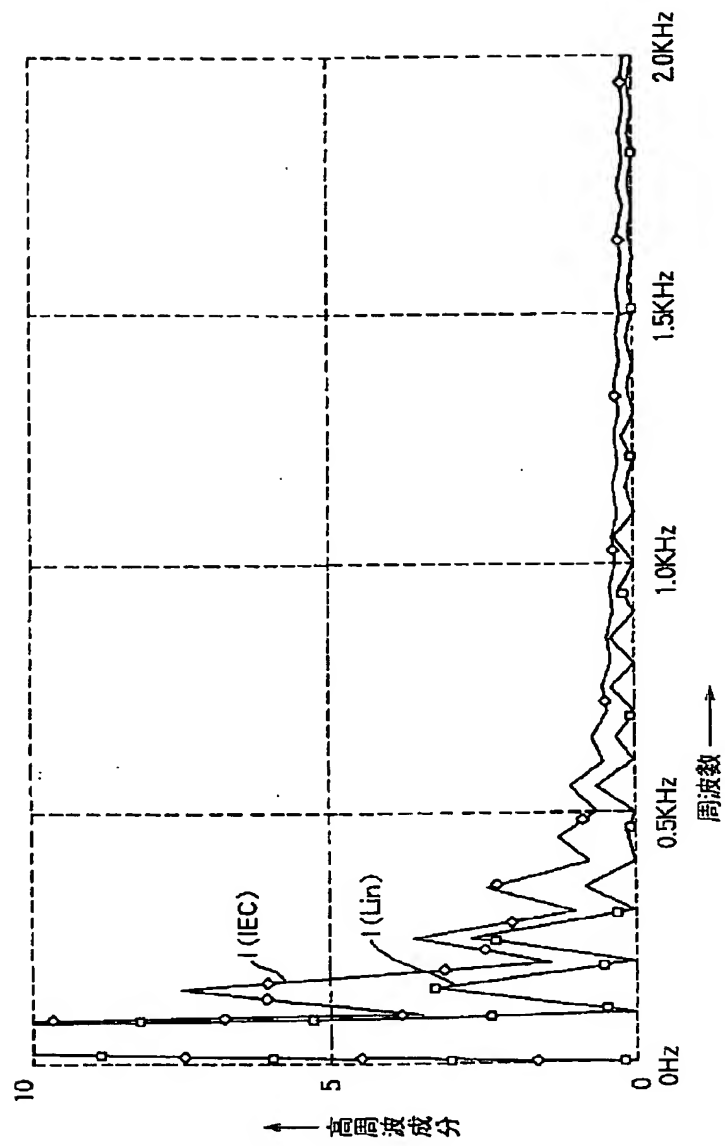
【図11】



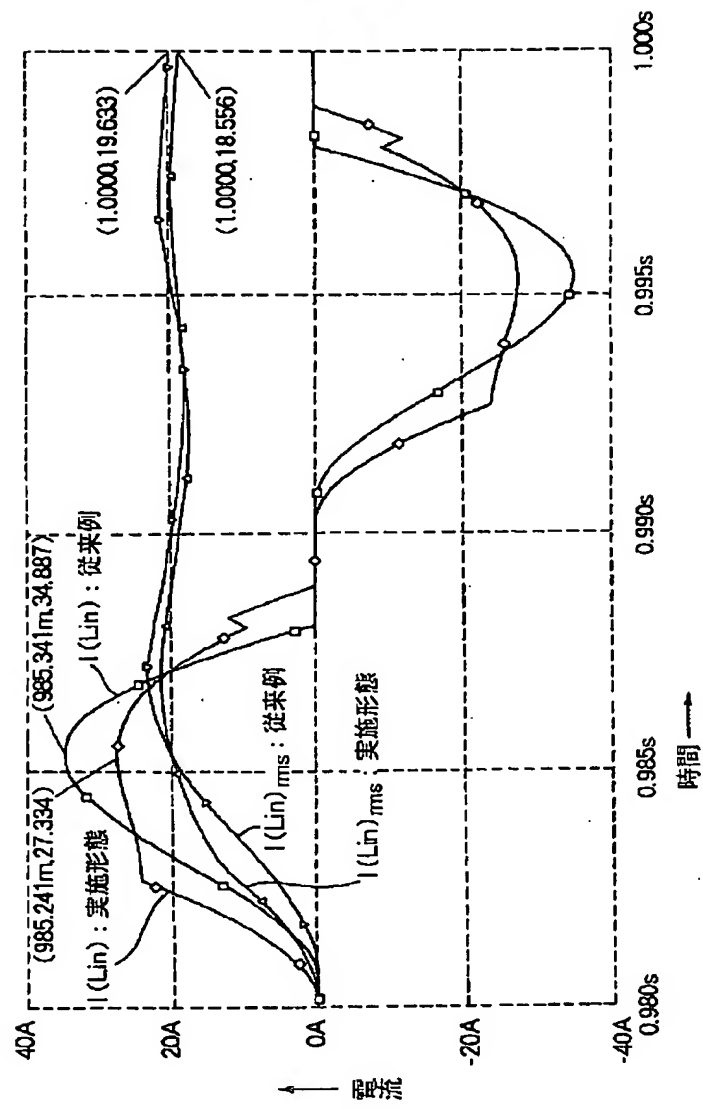
【図2】



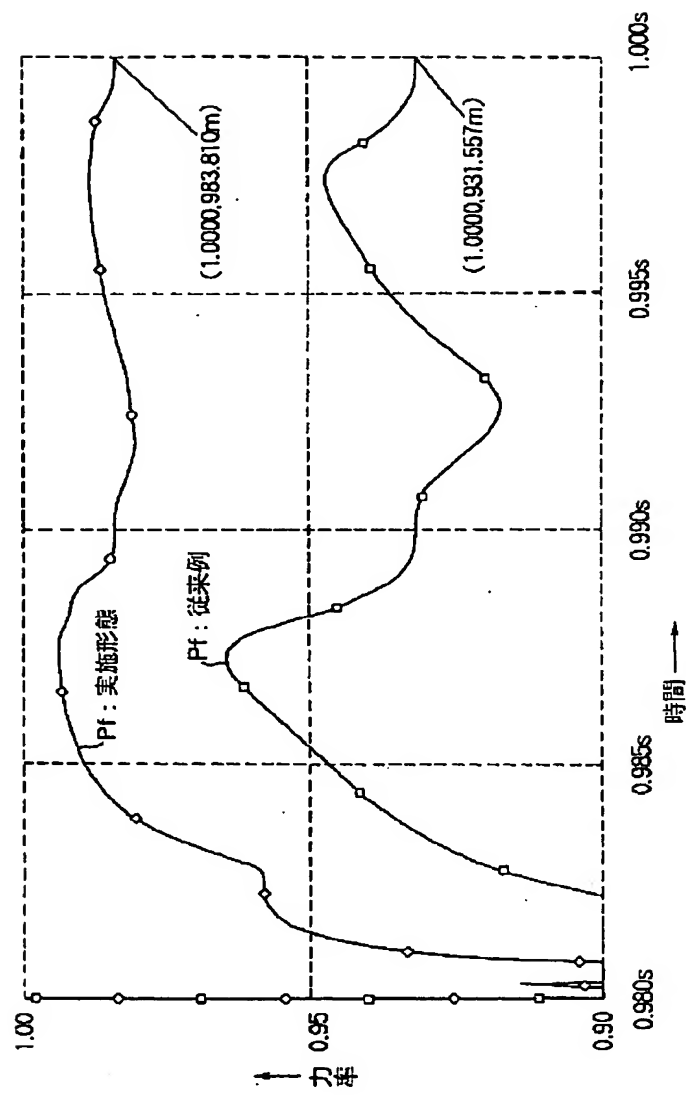
【図3】



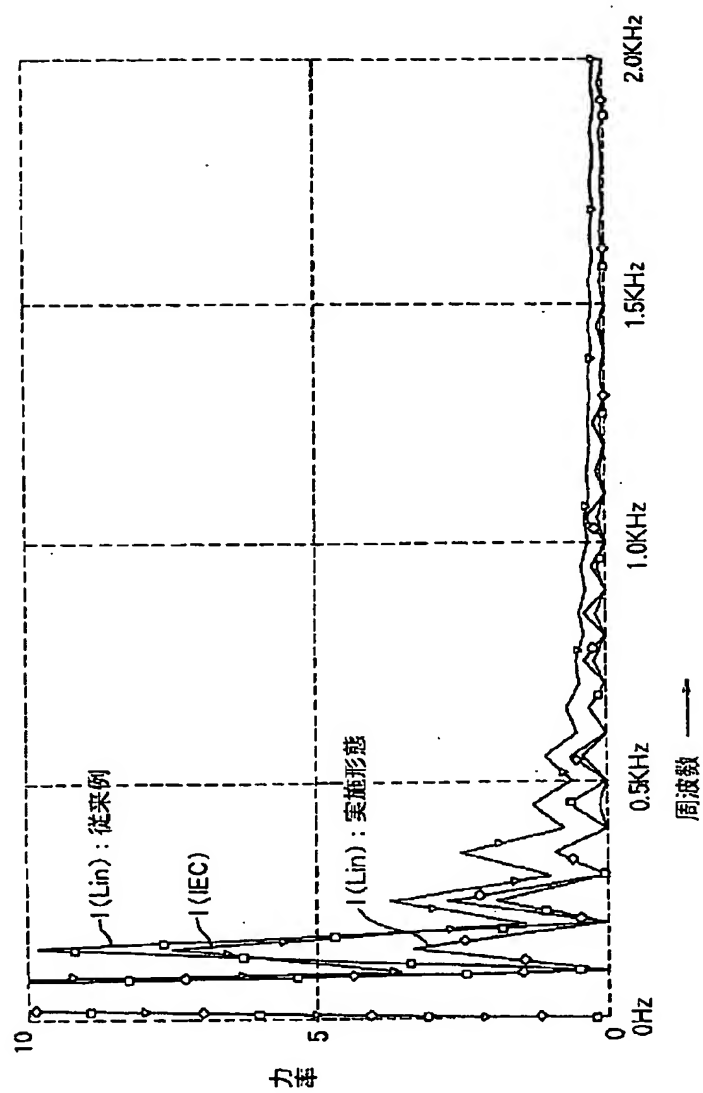
【図4】



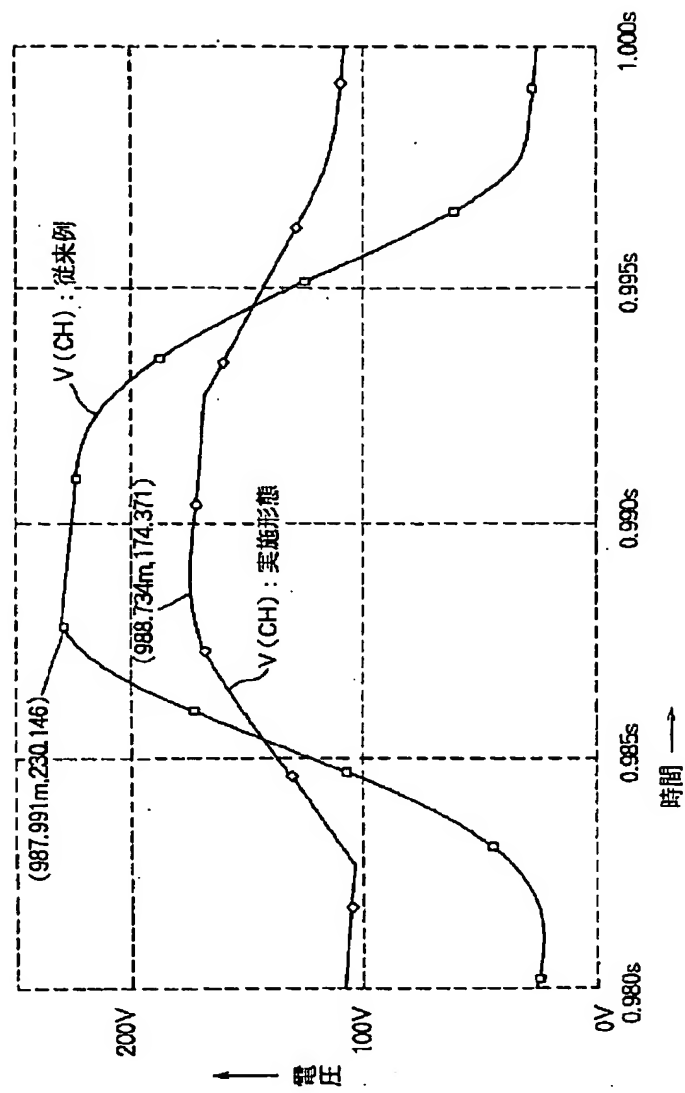
【 図 5 】



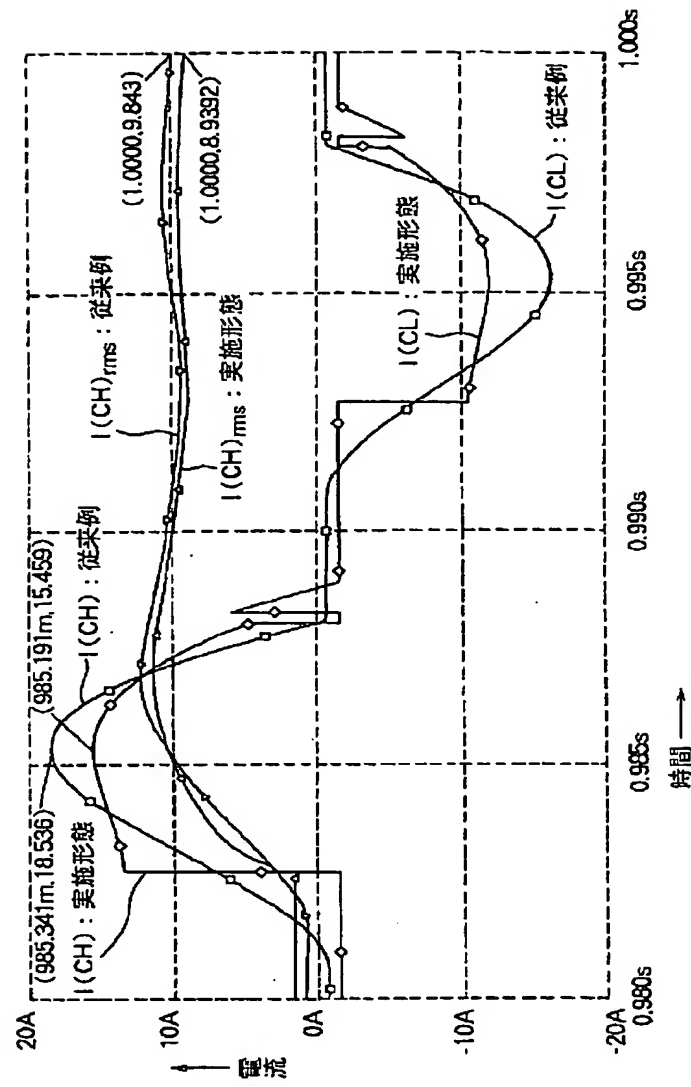
【図6】



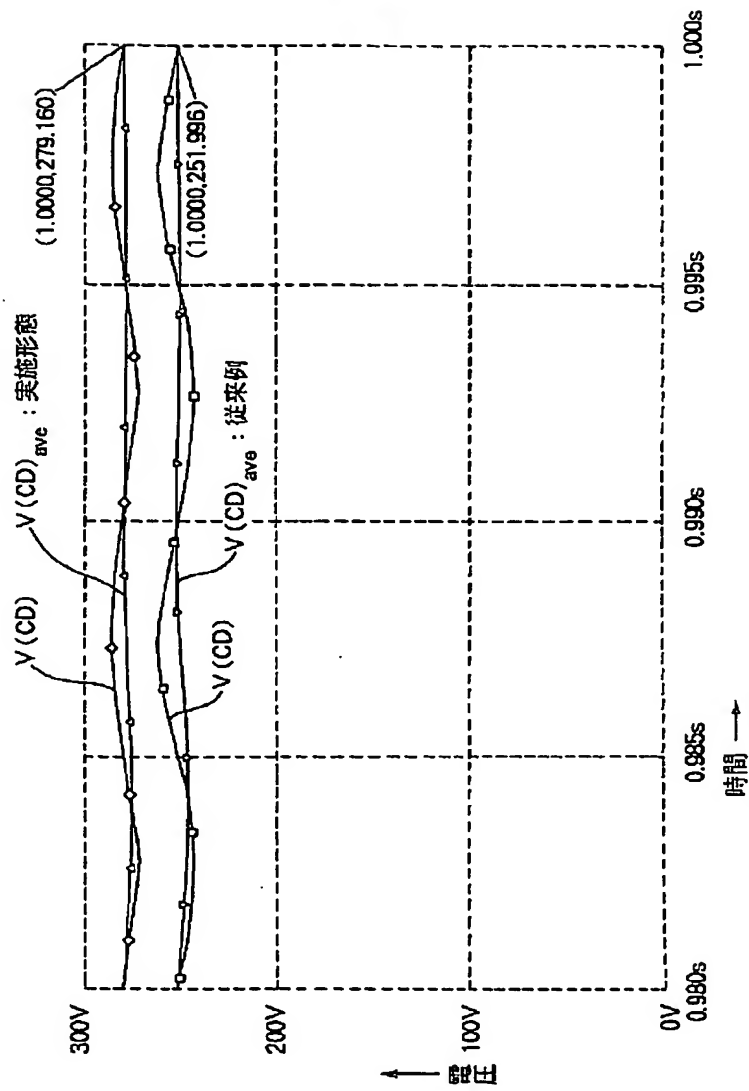
【図7】



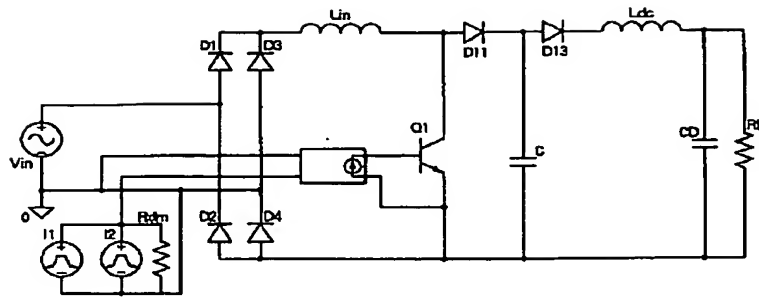
【図8】



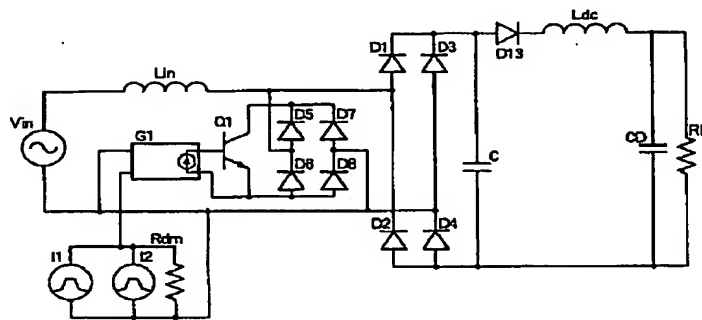
【図9】



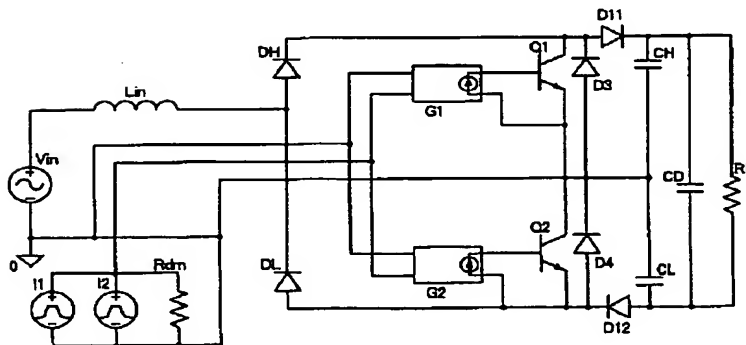
【図12】



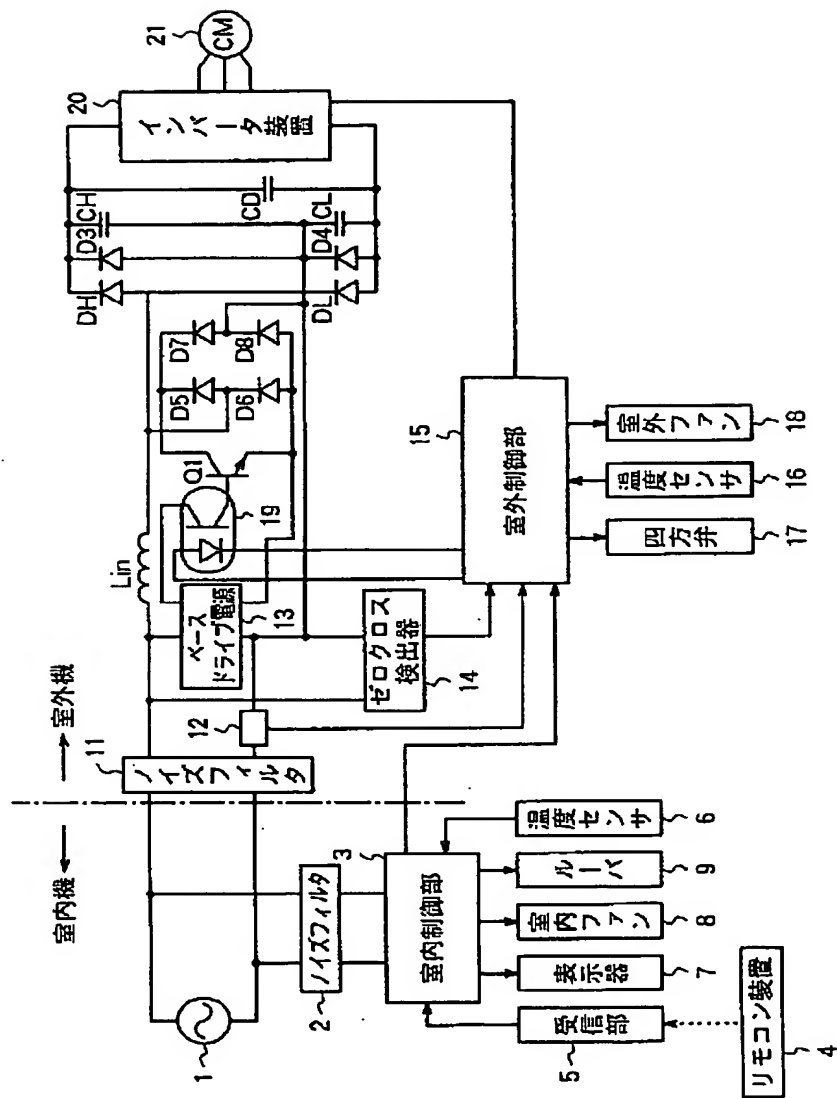
【図13】



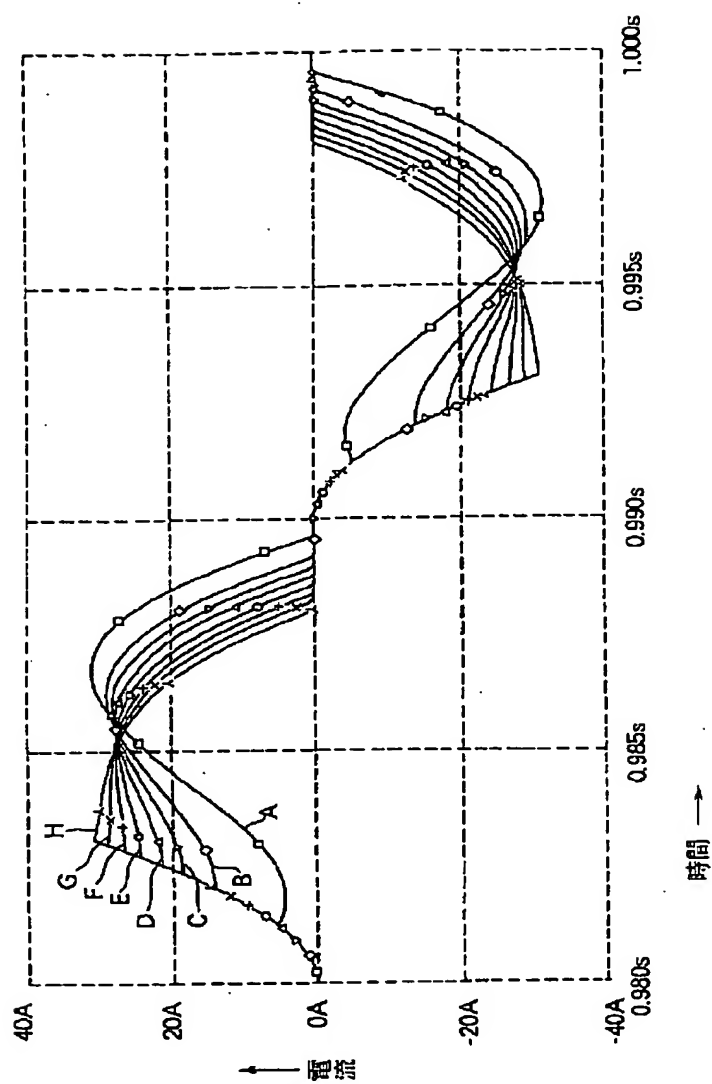
【図14】



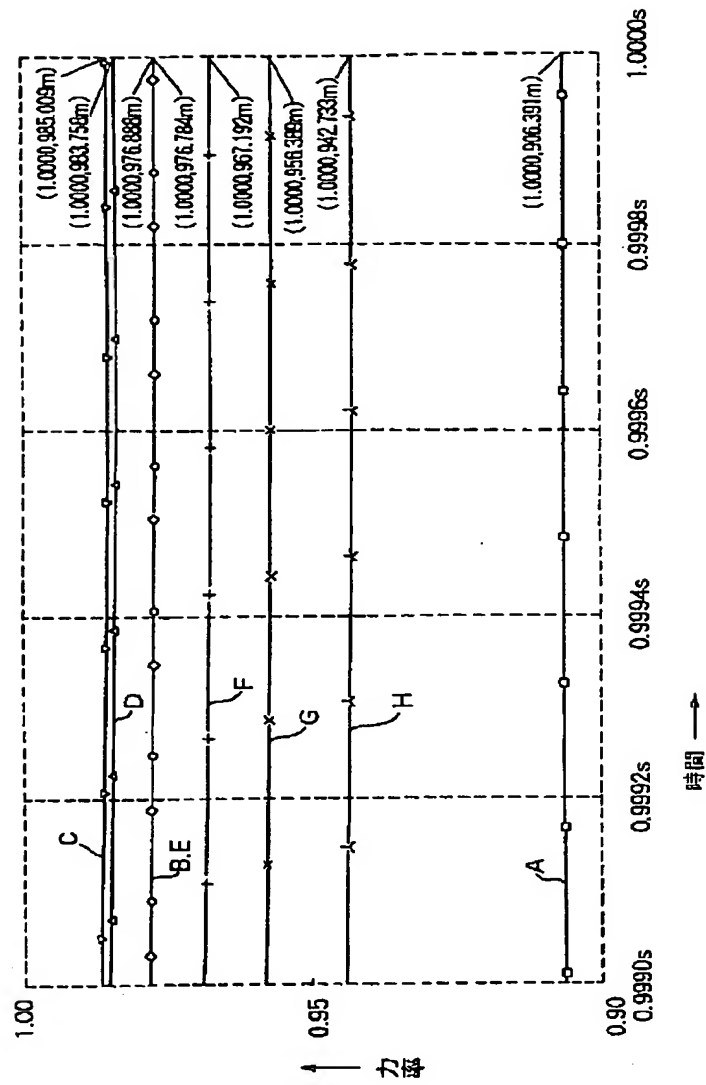
【図15】



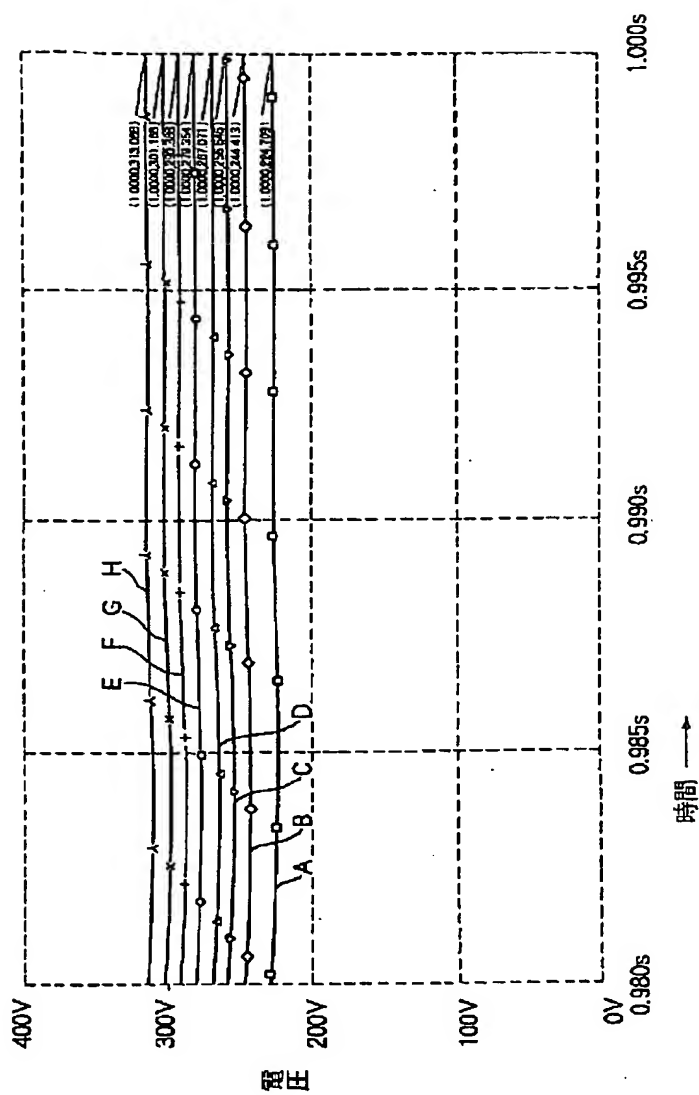
【図16】



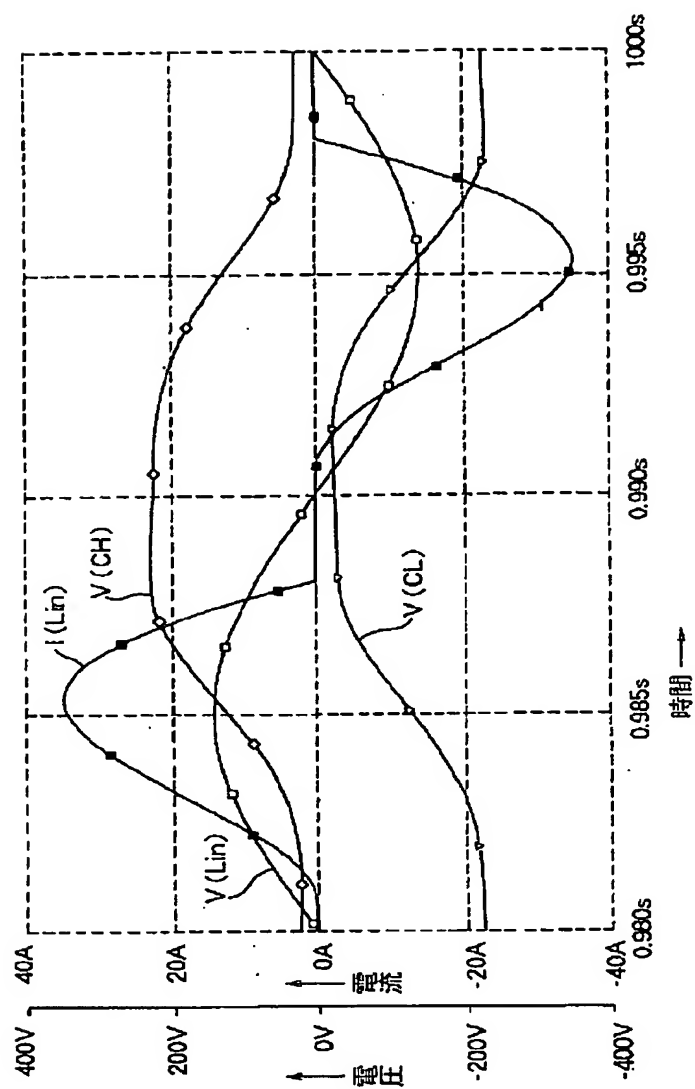
【図17】



【☒18】



【図20】



【図21】

